



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 199 01 465 A 1**

⑤1 Int. Cl. 7:  
**H 04 L 27/01**  
H 04 J 13/02

②1 Aktenzeichen: 199 01 465.5  
②2 Anmeldetag: 15. 1. 1999  
④3 Offenlegungstag: 31. 5. 2000

DE 199 01 465 A 1

⑥6 Innere Priorität:  
198 54 165. 1 24. 11. 1998

⑦1 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦2 Erfinder:  
Sträußnigg, Dietmar, Villach, AT; Schenk, Heinrich,  
81476 München, DE; Schneider, Stefan, Kartitsch,  
AT

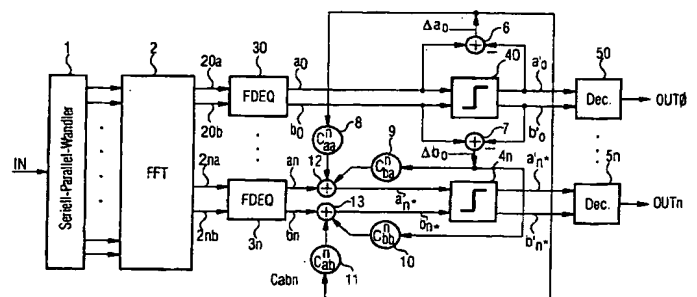
⑤6 Entgegenhaltungen:  
AL-DHAHIR, Naofal, CIOFFI, John M.: Optimum  
finite-length equalization for Multicarrier  
Transceivers, in: IEEE Transactions on  
Communication, Vol. 44, 1996, Nr. 1, S. 56-64;

**Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen**

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal und Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens

⑤7 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal weist eine Vielzahl von Trägerfrequenzen auf und jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor auf. Aus einem Referenzsignalvektor, der ein Signalvektor aus der Vielzahl der Signalvektoren ist, wird ein Fehlersignalvektor erzeugt. Der Fehlersignalvektor wird zu jedem der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren zur Kompensation von Störungen addiert. Jedem der Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren außer dem Referenzsignalvektor ist ein Satz von einstellbaren Koeffizienten zugeordnet, mit dem der Fehler-signalvektor vor der Addition multipliziert wird.



DE 199 01 465 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal nach dem Oberbegriff von Patentanspruch 1 und ein Verfahren nach dem Oberbegriff von Patentanspruch 9 und eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach dem Oberbegriff von Patentanspruch 6.

Die diskrete Multiton-Modulation (DMT) – auch Mehrträgermodulation – ist ein Modulationsverfahren, das sich insbesondere zur Übertragung von Daten über linear verzerrende Kanäle eignet. Gegenüber sogenannten Einträgerverfahren wie beispielsweise die Amplitudenmodulation, die nur eine Trägerfrequenz aufweist, werden bei der diskreten Multiton-Modulation eine Vielzahl von Trägerfrequenzen benutzt. Jede einzelne Trägerfrequenz wird in der Amplitude und Phase nach der Quadraturamplituden-Modulation (QAM) moduliert. Man erhält somit eine Vielzahl von QAM modulierten Signalen. Pro Trägerfrequenz kann dabei eine bestimmte Anzahl an Bits übertragen werden. Die diskrete Multiton-Modulation wird beispielsweise für den digitalen Rundfunk DAB (Digital Audio Broadcast) unter der Bezeichnung OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) und zur Übertragung von Daten über Telefonleitungen unter der Bezeichnung ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) eingesetzt.

Bei ADSL werden mithilfe eines DMT modulierten Signals Daten von einer Vermittlungsstelle an einen analog angeschlossenen Teilnehmer über das Telefonnetz übertragen. Dabei ist durch ETSI- und ANSI-Standards festgelegt, daß jede Trägerfrequenz ungefähr 4 kHz Bandbreite aufweist und höchstens bis zu 15 Bit/s/Hz transportiert. Die tatsächliche Anzahl von Bits/s/Hz kann dabei bei jeder Trägerfrequenz unterschiedlich sein, wodurch die Datenrate und das Sendespektrum an den Übertragungskanal anpaßbar ist.

Ein DMT-Übertragungssystem weist einen Kodierer auf, der die Bits eines seriellen digitalen Datensignals, das übertragen werden soll, zu Blöcken zusammenfaßt. Jeweils einer bestimmten Anzahl von Bits in einem Block wird eine komplexe Zahl zugeordnet. Durch eine komplexe Zahl wird eine Trägerfrequenz  $f_i = i/T$  mit  $i = 1, 2, \dots, N/2$  der diskreten Multiton-Modulation dargestellt, wobei alle Trägerfrequenzen  $f_i$  äquidistant verteilt sind.  $T$  ist die Zeitdauer eines Blocks. Durch eine inverse Fouriertransformation werden die durch Signalvektoren dargestellten Trägerfrequenzen in den Zeitbereich transformiert und stellen dort unmittelbar  $N$  Abtastwerte eines zu sendenden DMT-Signals dar. Um die schnelle inverse Fouriertransformation (IFFT = Inverse Fast Fourier Transformation) anwenden zu können, wird für  $N$  eine Zweierpotenz gewählt.

Nach der inversen schnellen Fouriertransformation wird ein Cyclic-Prefix durchgeführt, wobei die letzten  $M$  ( $M < N$ ) der Abtastwerte noch einmal an den Anfang eines Blockes gehängt werden. Dadurch wird einem Empfänger ein periodisches Signal vorgetäuscht, wenn der durch einen Übertragungskanal erzeugte Einschwingvorgang nach  $M$  Abtastwerten entsprechend einer Zeit  $T \cdot M/N$  abgeklungen ist. Der Entzerrungsaufwand im Empfänger läßt sich durch das Cyclic-Prefix stark reduzieren, da nach der Demodulation im Empfänger nur mit der inversen Übertragungsfunktion des Übertragungskanals multipliziert werden muß, um die linearen Verzerrungen des Übertragungskanals zu beseitigen. Dies benötigt für jede Trägerfrequenz eine komplexe bzw. vier reelle Multiplikationen.

Bei ADSL ist der Übertragungskanal eine Zweidrahtleitung (Kupferdoppelader). Die Zweidrahtleitung benötigt im Verhältnis zur Länge eines Blocks eine große Zeit für den

Einschwingvorgang. Andererseits soll die durch den Cyclic-Prefix benötigte zusätzliche Übertragungskapazität möglichst gering sein.

Bei einer Blocklänge von  $N = 512$  ist bei ADSL ein Cyclic-Prefix von  $M = 32$  festgelegt. Jedoch ist nach  $M = 32$  Werten der Einschwingvorgang der Zweidrahtleitung noch nicht abgeklungen. Dadurch treten im Empfänger Störungen auf, die durch einen Frequenzbereichsentzerrer nicht beseitigt werden können.

Solche Störungen können im Empfänger mithilfe besonderer Signalverarbeitungsmaßnahmen reduziert werden.

Dazu wird ein Zeitbereichsentzerrer (TDEQ = Time domain Equalizer) einem Demodulator vorgeschaltet. Der Zeitbereichsentzerrer ist als ein digitales Transversalfilter, dessen Koeffizienten einstellbar sind, ausgeführt. Die Aufgabe des Zeitbereichsentzerrers ist eine Verkürzung des Einschwingvorgangs des Übertragungskanals. Demnach muß die Anzahl der Impulsantwortwerte des digitalen Transversalfilters möglichst kleiner den  $M$  Abtastwerten des Cyclic-Prefix sein. Der Entwurf solcher Zeitbereichsentzerrer ist Al-Dhahir, N., Cioffi, J. M., "Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers", IEEE Trans. on Comm., Vol. 44, No. 1, Jan. 1996 zu entnehmen. Nachteilig ist jedoch der hohe zusätzliche Schaltungsaufwand für den Zeitbereichsentzerrer bedingt durch die hohe Anzahl an Koeffizienten (zwischen 20 bis 40 Koeffizienten), die das als Zeitbereichsentzerrer eingesetzte digitale Transversalfilter aufweist. Ein weiterer Nachteil solcher Zeitbereichsentzerrer ist der hohe Rechenaufwand, der bei einer Filterlänge von 20 bis 40 Koeffizienten ungefähr 50 bis 100 Millionen Multiplikationen pro Sekunde beträgt und einen entsprechend hohen Schaltungsaufwand bedingt. Zusätzlich muß zur Adaption des digitalen Transversalfilters jeder Koeffizient eingestellt werden.

Das der Erfindung zugrundeliegende technische Problem liegt daher darin, ein ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal und eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens anzugeben, die einen geringeren schaltungstechnischen Aufwand als Zeitbereichsentzerrer erfordern und als einfacher und schneller Algorithmus bzw. als einfache Schaltung auszuführen sind.

Dieses Problem wird durch ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal mit den Merkmalen von Patentanspruch 1 oder durch ein Verfahren mit den Merkmalen von Patentanspruch 9 und durch eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens mit den Merkmalen von Patentanspruch 6 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen ergeben sich aus den jeweiligen Unteransprüchen.

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal weist eine Vielzahl von Trägerfrequenzen auf und jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor auf. Aus einem Referenzsignalvektor, der ein Signalvektor aus der Vielzahl der Signalvektoren ist, wird ein Fehlersignalvektor erzeugt. Der Fehlersignalvektor wird zu jedem der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren zur Kompensation von Störungen addiert. Jedem der Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren außer dem Referenzsignalvektor ist ein Satz von einstellbaren Koeffizienten zugeordnet, mit dem der Fehlersignalvektor vor der Addition multipliziert wird. Vorteilhafterweise wird in einem einfachen Schritt des Verfahrens das Fehlersignal berechnet und in einem weiteren einfachen Schritt zu den übrigen Trägerfrequenzen addiert. Aufgrund der Abhängigkeit von Störungen jeder einzelnen Trägerfrequenz voneinander, genügt

die Berechnung des Fehlersignals aus einer Trägerfrequenz. Das Verfahren ist im Gegensatz zu einer Zeitbereichsentzerrung als Algorithmus sehr einfach ausführbar.

Die einstellbaren Koeffizienten werden besonders bevorzugt entsprechend den Übertragungsbedingungen der Trägerfrequenz, die den den einstellbaren Koeffizienten zugeordneten Signalvektor aufweist, angepaßt. Vorteilhafterweise wird durch diese Anpassung der Koeffizienten eine bessere Unterdrückung von Störungen, die im Signalvektor enthalten sein können, erreicht.

In einer bevorzugten Ausführungsform werden die einstellbaren Koeffizienten mit einem iterativen Algorithmus zur Fehlerminimierung eingestellt.

In einer besonders bevorzugten Ausführungsform werden die einstellbaren Koeffizienten mit dem Mean-Square-Error-Algorithmus eingestellt.

Der Referenzsignalvektor wird bevorzugt in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor abgebildet und der wertdiskrete Referenzsignalvektor wird von dem Referenzsignalvektor zur Erzeugung des Fehlersignalsvektors subtrahiert.

Weiterhin betrifft die Erfindung eine Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor aufweist. Ein Referenzsignalvektor wird einer ersten Entscheiderschaltung zugeführt, die den Referenzsignalvektor in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor abbildet. Eine Subtrahierschaltung subtrahiert zur Bildung eines Fehlersignalsvektors den Referenzsignalvektor und den wertdiskreten Referenzsignalvektor voneinander. Der Fehlersignalsvektor wird einer Vielzahl von Addierern zugeführt, die den Fehlersignalsvektor zu jedem übrigen Signalvektor außer zu dem Referenzsignalvektor addieren. Jeder der Vielzahl von Addierern sind Multiplizierschaltungen vorgeschaltet, die den ersten Fehlersignalsvektor mit einstellbaren Koeffizienten multiplizieren.

Die einstellbaren Koeffizienten sind bevorzugt durch eine Stellgröße einstellbar.

Für die Stellgröße wird besonders bevorzugt eine Zweierpotenz gewählt, wodurch sich die Einstellung der einstellbaren Koeffizienten durch ein einfaches Schieberegister durchführen läßt.

Die Erfindung betrifft auch ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei aus dem Fehlersignalsvektor Störungen der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren näherungsweise berechnet werden, und die berechneten Störungen von dem jeweiligen Signalvektor der Vielzahl der Signalvektoren zur Kompensation von Störungen subtrahiert werden. Vorteilhafterweise ist dabei keine adaptive Einstellung von Koeffizienten notwendig. Damit können auch keine Konvergenzprobleme während der Adaption auftreten.

Weitere Vorteile, Merkmale und Anwendungsmöglichkeiten der Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung von Ausführungsbeispielen in Verbindung mit der Zeichnung. In der Zeichnung zeigt

**Fig. 1** ein erstes Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal;

**Fig. 2** ein Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Bildung der Gewichtungskoeffizienten des Fehlersignals; und

**Fig. 3** ein Diagramm mit dem Signal-Rausch-Verhältnis am Eingang der Entscheider; und

**Fig. 4** ein zweites Ausführungsbeispiel der Schaltungsan-

ordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal.

**Fig. 1** zeigt ein Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Ein Seriell-Parallel-Wandler 1 empfängt digitale Abtastwerte eines mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signals IN. Der Seriell-Parallel-Wandler 1 bildet aus den zugeführten digitalen Abtastwerten Blöcke, wobei ein Block eine Vielzahl von N parallelen Signalen aufweist, die einem Demodulator 2 zugeführt werden. Dabei sollte N eine Zweierpotenz sein.

Der Demodulator 2 ist ein schneller Fourier-Transformator, der die Vielzahl von N zugeführten parallelen Signalen im Zeitbereich in eine Vielzahl von n Trägerfrequenzen  $f_0$ – $f_n$  im Frequenzbereich umsetzt, wobei jede Trägerfrequenz bei der Diskreten Multiton-Modulation mit der Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) moduliert wird. Jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor 20a, 20b bis 2na, 2nb auf.

Beispielsweise werden bei ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) von 256 Trägerfrequenzen, die jeweils 4,3125 kHz Frequenzabstand aufweisen, die Trägerfrequenzen 7 bis 250 entsprechend einem Frequenzspektrum von 30,1875 kHz bis 1078,125 kHz für die Signalübertragung genutzt.

Jeder Signalvektor weist zwei Elemente auf, die einen Realteil und einen Imaginärteil einer komplexen Zahl darstellen. Der Betrag und die Phase der komplexen Zahl entsprechen der Trägerfrequenz (Frequenzkanal, Kanal) mit QAM aufmodulierten Signal.

Entsprechend der Vielzahl von Signalvektoren bzw. Trägerfrequenzen sind n Frequenzbereichsentzerrer 30, ..., 3n (FDEQ = Frequency Division Equalizer) zur Entzerrung der Signalvektoren 20a, 20b bis 2na, 2nb vorgesehen. Ein Frequenzbereichsentzerrer dient zur Kanalentzerrung eines Signalvektors. Dazu ist jeder Frequenzbereichsentzerrer an die für eine Trägerfrequenz spezifische Übertragungscharakteristik des Übertragungskanals anpaßbar. Am Ausgang jedes Frequenzbereichsentzerrers 30, ..., 3n liegt jeweils ein entzerrter Signalvektor  $a_0$ ,  $b_0$  bzw.  $a_n$ ,  $b_n$  an.

Jedem Frequenzbereichsentzerrer 30, ..., 3n ist jeweils eine Entscheiderschaltung 40 bzw. 4n nachgeschaltet. Eine Entscheiderschaltung entscheidet, welcher Signalzustand im Signalzustandsraum der mit QAM modulierten Trägerfrequenzen einem zugeführten Signalvektor zugeordnet wird. Ein Signalzustand entspricht einem wertdiskreten Signalvektor, der eine wertdiskrete Amplitude und eine wertdiskrete Phase aufweist. Entscheidend für eine korrekte Zuordnung eines Signalvektors zu einem wertdiskreten Signalvektor ist ein durch die Übertragung möglichst wenig gestörter Signalvektor.

Jeder Entscheiderschaltung 40, ..., 4n ist jeweils eine Dekoderschaltung 50 bzw. 5n nachgeschaltet. Eine Dekoderschaltung dekodiert aus einem zugeführten wertdiskreten Signalvektor die im Signalvektor enthaltenen binären Signale OUT0 bis OUTn.

Ein beliebiger Signalvektor  $a_0$ ,  $b_0$  wird als Referenzsignalvektor benutzt. Der Referenzsignalvektor wird von der ersten Entscheiderschaltung 40 in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor  $a_0'$ ,  $b_0'$  umgesetzt. Der Referenzsignalvektor wird zur Korrektur aller übrigen Signalvektoren verwendet. Dies ist aufgrund der Abhängigkeit der einzelnen Signalvektoren untereinander möglich.

Aus dem Referenzsignalvektor wird ein Fehlersignalsvektor erzeugt, der zur Korrektur aller anderen Signalvektoren benutzt wird. Der Realteil  $a_0$  und der wertdiskrete Realteil  $a_0'$  des Referenzsignalvektors werden dazu einer ersten Sub-

trahiererschaltung 6 zugeführt und voneinander subtrahiert. Am Ausgang der ersten Subtrahiererschaltung 6 liegt ein Realteil  $\Delta a_0$  einer komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor  $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$  enthaltene Fehlersignal darstellt. Der Imaginärteil  $b_0$  und der wertdiskrete Imaginärteil  $b'_0$  des Referenzsignalvektors werden entsprechend den Realteilen einer zweiten Subtrahiererschaltung 7 zugeführt. Am Ausgang der zweiten Subtrahiererschaltung 7 liegt ein Imaginärteil  $\Delta b_0$  der komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor  $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$  enthaltene Fehlersignal darstellt.

Die Formel zur Bildung der Elemente des Fehlersignalvektors aus den Elementen des Referenzsignalvektors lautet:

$$\Delta a_0 = a_0 - a'_0 \text{ und } \Delta b_0 = b_0 - b'_0$$

Der Fehlersignalvektor  $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$  wird an den zu korrigierenden Signalvektor angepaßt und zu dem Signalvektor, der einem zu korrigierenden Kanal entspricht, zur Korrektur addiert.

Dieses Verfahren wird im folgenden am Beispiel eines beliebigen Kanals, der einem Signalvektor  $a_n$ ,  $b_n$  entspricht, beschrieben. Verfahrensmäßig wird jeder Kanal außer dem Kanal, der den Referenzsignalvektor aufweist, korrigiert.

Der Realteil  $\Delta a_0$  des Fehlersignalvektors wird einer ersten Multipliziererschaltung 8 und parallel einer zweiten Multipliziererschaltung 11 zugeführt. Die erste Multipliziererschaltung 8 multipliziert den Realteil  $\Delta a_0$  des Fehlersignalvektors mit einem ersten Koeffizienten  $C_{aa}^n$ . Die zweite Multipliziererschaltung 11 multipliziert den Realteil  $\Delta a_0$  des Fehlersignalvektors mit einem zweiten Koeffizienten  $C_{ab}^n$ .

Der Imaginärteil  $\Delta b_0$  des Fehlersignalvektors wird einer dritten Multipliziererschaltung 9 und parallel einer vierten Multipliziererschaltung 10 zugeführt. Die dritte Multipliziererschaltung 9 multipliziert den Imaginärteil  $\Delta b_0$  des Fehlersignalvektors mit einem dritten Koeffizienten  $C_{ba}^n$ . Die vierte Multipliziererschaltung 10 multipliziert den Imaginärteil  $\Delta b_0$  des Fehlersignalvektors mit einem vierten Koeffizienten  $C_{bb}^n$ .

Das Ausgangssignal der ersten Multipliziererschaltung 8 und der dritten Multipliziererschaltung 9 wird einer ersten Addiererschaltung 12 zugeführt. Ein Realteil  $a_n$  des Signalvektors, der am Ausgang eines Frequenzbereichsentzerrers 3n anliegt, wird ebenfalls der ersten Addiererschaltung 12 zugeführt. Die erste Addiererschaltung addiert die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Realteil  $a_{n*}$  des Signalvektors.

Das Ausgangssignal der zweiten Multipliziererschaltung und der vierten Multipliziererschaltung werden einer zweiten Addiererschaltung 13 zugeführt. Der zweiten Addiererschaltung 13 wird weiterhin ein Imaginärteil  $b_n$  des Signalvektors, der am Ausgang des zweiten Frequenzbereichsentzerrers 3n anliegt, zugeführt. Am Ausgang der zweiten Addiererschaltung 13, die die drei zugeführten Signale addiert, liegt ein fehlerkorrigierter Imaginärteil  $b_{n*}$  des Signalvektors an.

Das vorher beschriebene Verfahren läßt sich durch die folgenden Formeln ausdrücken:

$$a_{n*} = a_n + C_{aa}^n \cdot \Delta a_0 + C_{ba}^n \cdot \Delta b_0$$

$$b_{n*} = b_n + C_{ab}^n \cdot \Delta a_0 + C_{bb}^n \cdot \Delta b_0$$

Der fehlerkorrigierte Realteil  $a_{n*}$  und der fehlerkorrigierte Imaginärteil  $b_{n*}$  des Signalvektors werden einer zweiten Entscheiderschaltung 4n zugeführt, die den fehlerkorrigierten Realteil  $a_{n*}$  und den fehlerkorrigierten Imaginärteil  $b_{n*}$  in einen wertdiskreten Realteil  $a_{n*}'$  bzw. in einen wertdiskreten Imaginärteil  $b_{n*}'$  eines wertdiskreten Signalvektors  $a_{n*}'$ ,

$b_{n*}'$  umsetzt.

Der wertdiskrete Signalvektor  $a_{n*}'$ ,  $b_{n*}'$  wird einer zweiten Decoderschaltung 5n zugeführt. Die zweite Decoderschaltung 5n dekodiert aus dem zugeführten Signalvektor Signale.

Für jeden Signalvektor außer dem Referenzsignalvektor wird bei diesem Verfahren der Fehlersignalvektor entsprechend dem zu korrigierenden Kanal gewichtet und zu dem den Kanal repräsentierenden Signalvektor addiert.

Die Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  zur Gewichtung des Fehlersignalvektors können mit einem iterativen Algorithmus zur Fehlerminimierung wie beispielsweise dem Mean-Square-Error-Algorithmus (MSE-Algorithmus) schrittweise eingestellt werden (k bezeichnet dabei einen diskreten Zeitpunkt)

$$C_{aa}^n(k) = C_{aa}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_0(k) \cdot \Delta a_n(k)$$

$$C_{bb}^n(k) = C_{bb}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_0(k) \cdot \Delta b_n(k)$$

$$C_{ab}^n(k) = C_{ab}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_0(k) \cdot \Delta b_n(k)$$

$$C_{ba}^n(k) = C_{ba}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_0(k) \cdot \Delta a_n(k) \quad (1)$$

Zur Berechnung der Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  entsprechend den Formeln (1) wird sowohl der Fehlersignalvektor  $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$  des Referenzsignalvektors als auch ein Fehlersignalvektor  $\Delta a_n$ ,  $\Delta b_n$  des zu korrigierenden n-ten Kanals benötigt. Der Fehlersignalvektor  $\Delta a_n$ ,  $\Delta b_n$  des zu korrigierenden n-ten Kanals wird dabei entsprechend dem Fehlersignalvektor des Referenzkanals gebildet.

Wenn ein Signalvektor nur im unteren Frequenzbereich entzerrt werden soll, reicht ein vereinfachter Algorithmus mit symmetrischen Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  aus. Dies kann beispielsweise bei einem Einsatz eines dem Demodulator 2 und dem Seriell-Parallelwandler 1 vorgeschalteten Zeitbereichsentzerrers der Fall sein. Die Anforderungen an den Zeitbereichsentzerrer sind dann geringere als die Anforderungen an einen Zeitbereichsentzerrer ohne Störkompensation. Die Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  berechnen sich in diesem Fall wie folgt:

$$C_{bb}^n(k) = C_{aa}^n(k-1)$$

$$C_{ba}^n(k) = -C_{ab}^n(k-1) \quad (2a)$$

Vorteilhafterweise verringert sich durch die Symmetrie der Gewichtungskoeffizienten der benötigte Speicherplatz zur Speicherung der Gewichtungskoeffizienten.

In diesem Fall lautet der Algorithmus zur Einstellung wie folgt:

$$C_{aa}^n(k) = C_{aa}^n(k-1) - (g \cdot (\Delta a_0(k) \cdot \Delta a_n(k) + \Delta b_0(k) \cdot \Delta b_n(k)))$$

$$C_{ab}^n(k) = C_{ab}^n(k-1) - (g \cdot (\Delta a_0(k) \cdot \Delta b_n(k) - \Delta b_0(k) \cdot \Delta a_n(k))) \quad (2b)$$

Die in Fig. 2 abgebildeten Schaltungsanordnungen berechnen die Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  nach dem MSE-Algorithmus entsprechend den Formeln (1).

Jede der Schaltungsanordnungen weist einen ersten Multiplizierer 100 auf, der den Realteil  $\Delta a_0$  bzw. den Imaginärteil  $\Delta b_0$  des Fehlersignalvektors des Referenzkanals mit dem Realteil  $\Delta a_n$  bzw. dem Imaginärteil  $\Delta b_n$  des aus dem zu korrigierenden Kanal gebildeten Fehlersignalvektors multipliziert.

Ein dem ersten Multiplizierer 100 nachgeschalteter zweiter Multiplizierer 101 multipliziert das Ergebnis des ersten Multiplizierers 100 mit einer Stellgröße g, die in einem Schaltungsblock 102 gebildet wird.

Die Stellgröße g wird zur Vereinfachung der Multiplika-

tion als Zweierpotenz  $2^{-\mu}$  gewählt. Dadurch kann für den zweiten Multiplikator 101 ein einfaches Schieberegister verwendet werden.

Eine weitere Vereinfachung kann dadurch erreicht werden, daß für den Realteil  $\Delta a_i$  und den Imaginärteil  $\Delta b_i$  eines Fehlersignalvektors lediglich das Vorzeichen benutzt wird (dies gilt auch für den vereinfachten Algorithmus nach den Formeln (2b)). Somit reduziert sich die erste Multiplikation 100 auf eine Einbit-Operation.

Das Ausgangssignal des zweiten Multiplikators 101 wird dem negativen Eingang eines Komparators 103 zugeführt, dessen Ausgang auf den positiven Eingang über ein Verzögerungsglied 104 rückgekoppelt ist.

Fig. 3 zeigt das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR = Signal-To-Noise-Ratio) für verschiedene Verfahren zur Kompensation von Störungen am Eingang jeder Entscheiderschaltung 40, ..., 4n. Ohne Zeitbereichsentzerrer und Störunterdrückung wird ein SNR von -40 bis -20 dB über einen Frequenzbereich bis ca. 1,1 MHz erreicht. Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren zur Kompensation von Störungen (= Störunterdrücker) wird ein SNR von -70 bis ca. -45 dB erreicht, was eine Verbesserung um durchschnittlich 25 bis 30 dB entspricht. Mit einem Zeitbereichsentzerrer, der 32 Koeffizienten aufweist und vor den Demodulator 2 geschaltet ist, wird ein SNR von -70 bis ca. -50 dB erreicht.

Fig. 4 zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Dabei sind alle Elemente, die gleich den Elementen des ersten Ausführungsbeispiels sind, auch mit den gleichen Bezugszeichen versehen.

Im folgenden werden nur die Unterschiede zwischen dem ersten und zweiten Ausführungsbeispiel beschrieben.

Der Fehlersignalvektor  $\Delta a_0, \Delta b_0$  des Referenzsignalvektors wird einer Vorrichtung 200 zugeführt, die den Fehlersignalvektor an die zu korrigierenden Kanäle anpaßt.

Dazu werden zuerst aus dem Fehlersignalvektor Parameter für den Fehlerfrequenzgang berechnet, die dann zur Korrektur der anderen Kanäle verwendet werden.

Wird die Schaltungsanordnung als ein System 2. Ordnung betrachtet, läßt sich der Frequenzgang der Störungen bzw. des Fehlers pro Kanal nach den Frequenzgangentzerrern mit der folgenden Gleichung berechnen:

$$Fehler_n = (c_1 + c_2 \cdot z_n) \cdot \frac{FEQ_n}{FEQ\_mod_n} \quad 45$$

n Kanalindex

Fehler<sub>n</sub> Fehler des n-ten Kanals

$z_n, z_n = e^{j\omega_n \cdot T_a}$  mit  $T_a$  als Abtastzeit (z. B. bei ADSL 2,208 MHz)

$FEQ_n$  Koeffizienten des Frequenzbereichsentzerrers des n-ten Kanals

$FEQ\_mod_n$  Koeffizienten eines modifizierten Frequenzbereichsentzerrers des n-ten Kanals, wobei  $FEQ_n$  mittels inverser Fouriertransformation in den Frequenzbereich transformiert wird und dabei der Teil der Impulsantwort, der innerhalb des Cyclic-Prefix liegt, "abgeschnitten" wird.

Die Parameter  $c_1$  und  $c_2$  können aus dem Referenzkanal – z. B. der 0-te Kanal – mit obiger Gleichung berechnet werden:

$$Fehler_0 = (c_1 + c_2 \cdot z_0) \cdot \frac{FEQ_0}{FEQ\_mod_0} \quad 65$$

Da diese Gleichung komplex ist, ergibt sich zwei Gleichungen – eine reelle und eine imaginäre Gleichung – zur

Berechnung der zwei unbekannten Parameter  $c_1$  und  $c_2$ . Damit kann für jeden weiteren Kanal der Fehlerfrequenzgang analytisch berechnet und zur Korrektur des jeweiligen Kanals benutzt werden. Vorteilhafterweise ist bei diesem Verfahren keine Anpassung von Koeffizienten während einer Übertragung notwendig. Lediglich einmal müssen aus dem Referenzkanal die Parameter  $c_1$  und  $c_2$  und damit die Fehlerfrequenzgänge der weiteren Kanäle berechnet werden. Damit können aufgrund der eingesparten Anpassungszeit auch keine Konvergenzprobleme auftreten.

Nach der Berechnung der Parameter  $c_1$  und  $c_2$  und des Fehlerfrequenzganges jedes Kanals wird der Fehlersignalvektor in der Vorrichtung 200 entweder mit  $1/FEQ\_mod$ , wenn vor den Frequenzbereichsentzerrern korrigiert wird, oder mit  $FEQ/FEQ\_mod$ , wenn nach den Frequenzbereichsentzerrern korrigiert wird, modifiziert.

Anschließend wird der so angepaßte Fehlersignalvektor zur Störkompensation zu dem n-ten Kanal mit den Addierschaltungen 201 und 202 addiert.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor ( $a_0, b_0$  bis  $a_n, b_n$ ) aufweist, **dadurch gekennzeichnet**, daß

- aus einem Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ), der ein Signalvektor aus der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_0, b_0$  bis  $a_n, b_n$ ) ist, ein Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) erzeugt wird,
- der Fehlersignalvektor zu jedem der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_n, b_n$ ) zur Kompensation von Störungen addiert (12, 13) wird, und
- jedem der Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_1, b_1$  bis  $a_n, b_n$ ) außer dem Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) ein Satz von einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) zugeordnet ist, mit dem der Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) vor der Addition (12, 13) multipliziert wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) entsprechend den Übertragungsbedingungen der Trägerfrequenz, die den den einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) zugeordneten Signalvektor ( $a_n, b_n$ ) aufweist, angepaßt werden.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) mit einem iterativen Algorithmus zur Fehlerminimierung eingestellt werden.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) mit dem Mean-Square-Error-Algorithmus eingestellt werden.

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor ( $a_0', b_0'$ ) abgebildet wird und der wertdiskrete Referenzsignalvektor ( $a_0', b_0'$ ) von dem Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) zur Erzeugung des Fehlersignalvektors ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) subtrahiert (6, 7) wird.

6. Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine

Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor ( $a_0, b_0$  bis  $a_n, b_n$ ) aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß

- ein Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) einer ersten Entscheiderschaltung (40) zugeführt wird, die den Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor ( $a_0', b_0'$ ) abbildet,
- eine Subtrahierschaltung (6, 7) zur Bildung eines Fehlersignalvektors ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) den Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) und den wertdiskreten Referenzsignalvektor ( $a_0', b_0'$ ) voneinander subtrahiert,
- der Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) einer Vielzahl von Addierern (12, 13) zugeführt wird, die den Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) zu jedem übrigen Signalvektoren ( $a_n, b_n$ ) außer zu dem Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) addieren, und
- jeden der Vielzahl von Addierern (12, 13) Multiplizierschaltungen (8, 9, 10, 11) vorgeschaltet sind, die den Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) mit einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) multiplizieren.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) durch eine Stellgröße (102) einstellbar sind.

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß für die Stellgröße (102) eine Zweierpotenz gewählt wird.

9. Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor ( $a_0, b_0$  bis  $a_n, b_n$ ) aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß

- aus einem Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ), der ein Signalvektor aus der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_0, b_0$  bis  $a_n, b_n$ ) ist, ein Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) erzeugt wird,
- aus dem Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) Störungen der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_n, b_n$ ) näherungsweise berechnet werden, und
- die berechneten Störungen von dem jeweiligen Signalvektor der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_n, b_n$ ) zur Kompensation von Störungen subtrahiert (12, 13) werden.

---

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

---

50

55

60

65

FIG 1

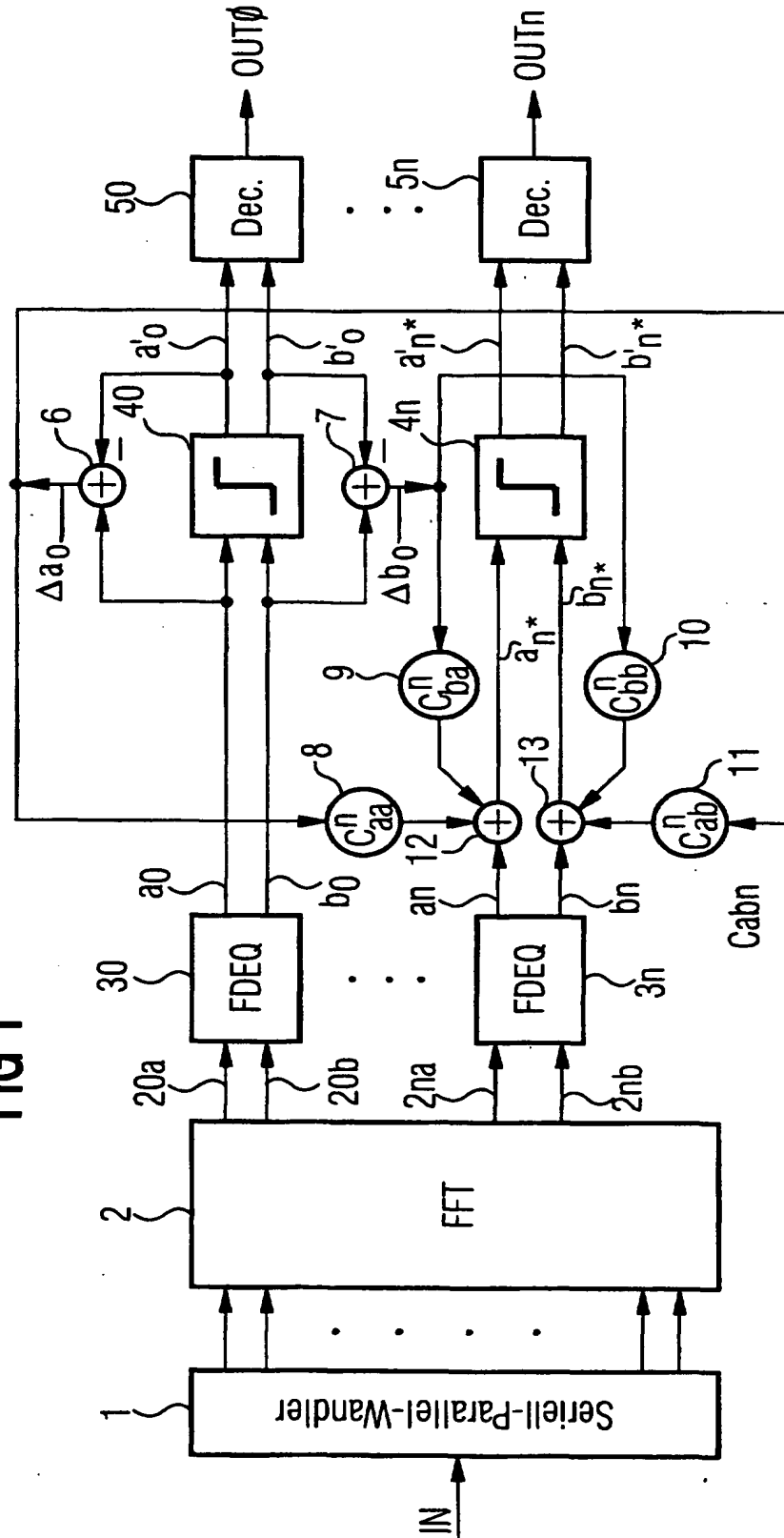


FIG 2

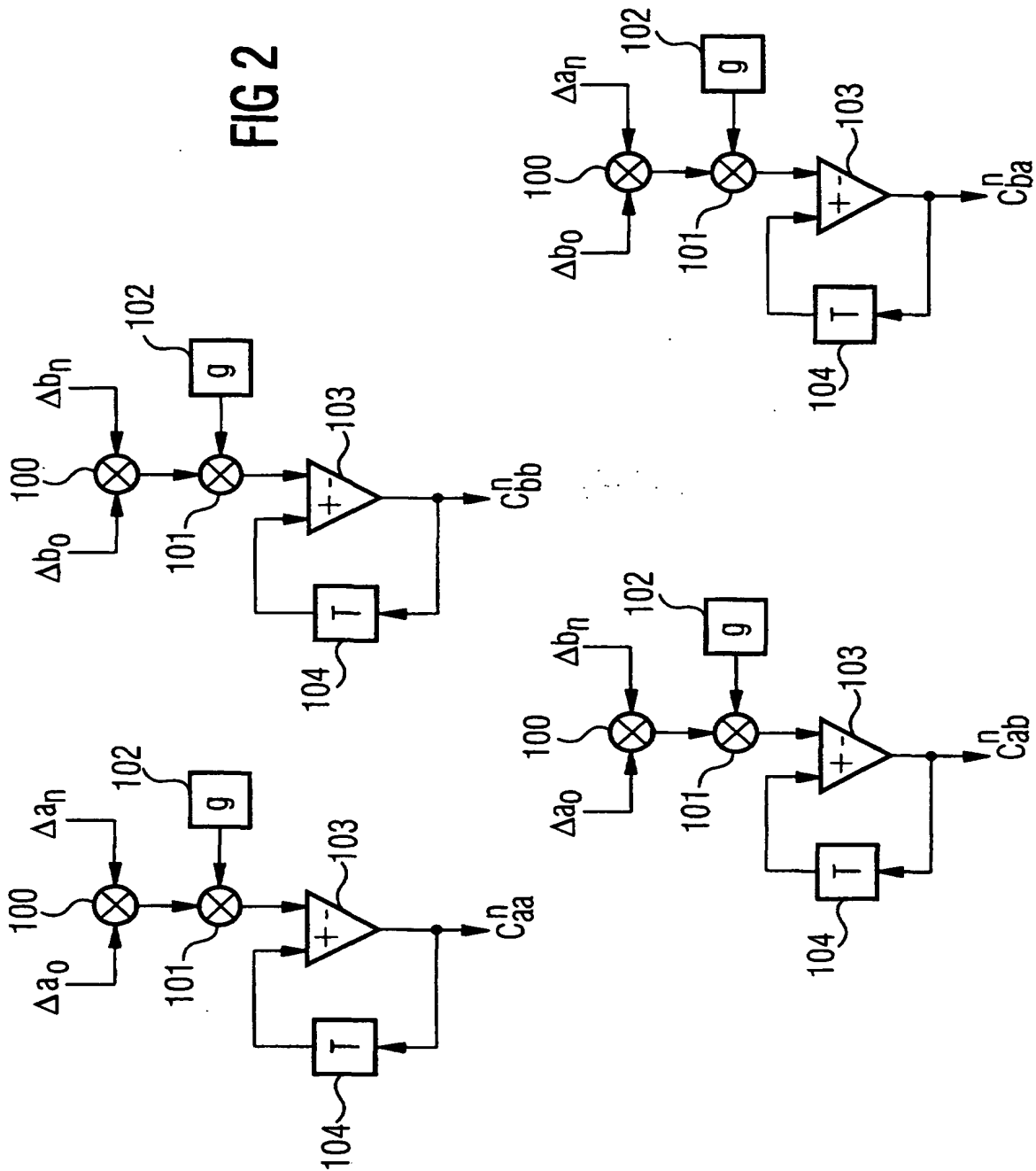




FIG 3

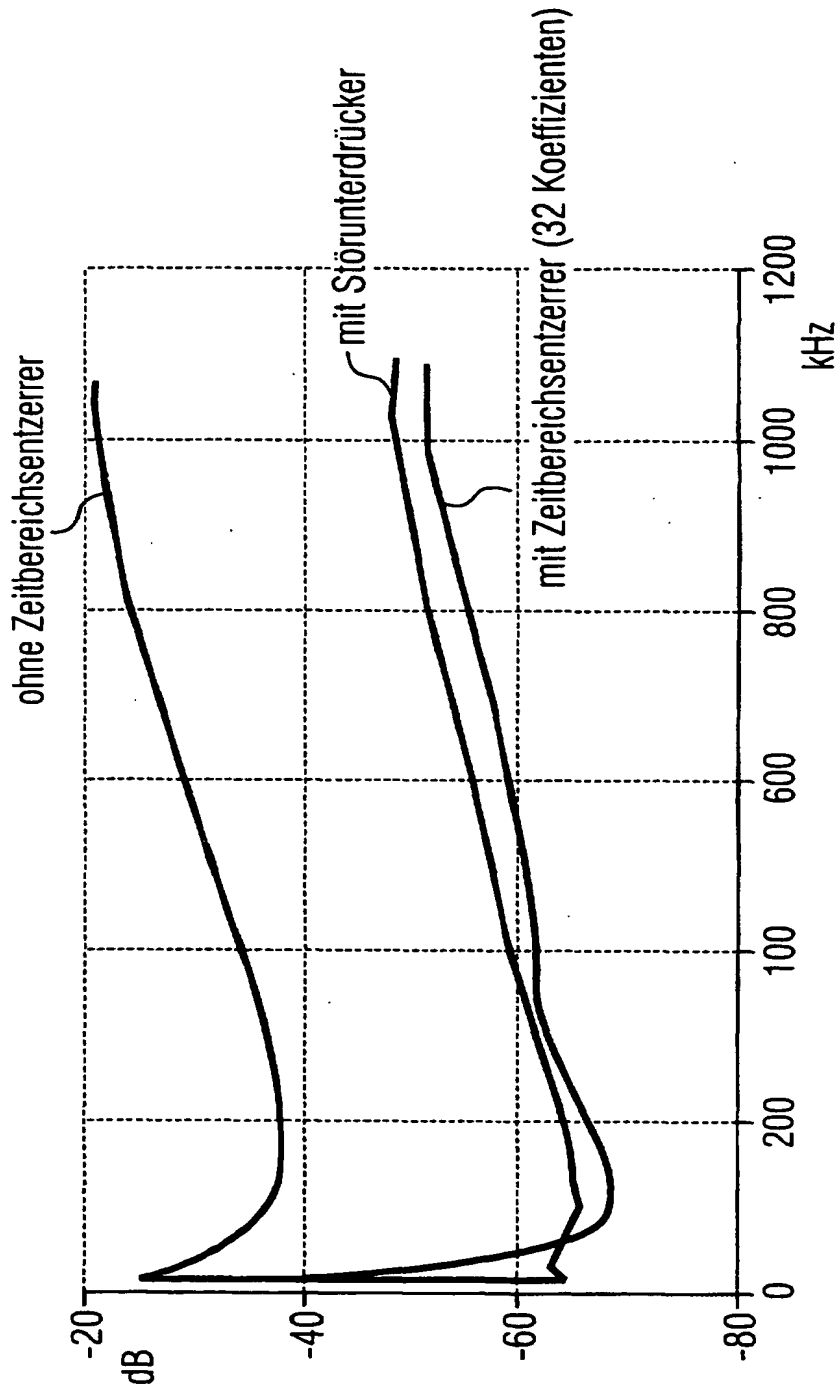


FIG 4

